

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-144860  
(43)Date of publication of application : 28.05.1999

---

(51)Int.Cl. H05B 6/68

---

---

(21)Application number : 09-305431 (71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND  
CO LTD  
(22)Date of filing : 07.11.1997 (72)Inventor : ISHIO YOSHIKI  
MIHARA MAKOTO  
SAKAMOTO KAZUHO  
SUENAGA HARUO  
BETSUSOU DAISUKE  
YASUI KENJI

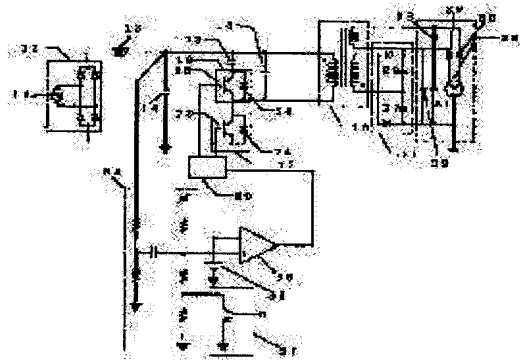
---

## (54) HIGH FREQUENCY HEATING APPARATUS

### (57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To prevent increase of voltage current duty ratio of a first semiconductor switching element by impedance alteration of a magnetron regarding an electric power source for driving a magnetron of a high frequency heating apparatus employing the magnetron.

SOLUTION: The electric power source for driving a magnetron of this high frequency heating apparatus comprises a driving circuit 20 provided with a voltage detecting means 34 and the voltage detecting means 34 is constituted of a comparison means 36 to compare with the voltage of a smoothing capacitor 14 and a switching means 37 to switch standard values of a starting time and a steady operation time. The means 34 detects the impedance alteration of the magnetron, stops the high frequency heating apparatus, and prevents increase of voltage-current duty of a first semiconductor switching element.



---

## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 13.07.2000  
[Date of sending the examiner's decision of

rejection]

[Kind of final disposal of application other  
than the examiner's decision of rejection or  
application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3206521

[Date of registration] 06.07.2001

[Number of appeal against examiner's  
decision of rejection]

[Date of requesting appeal against  
examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-144860

(43)公開日 平成11年(1999) 5月28日

(51)Int.Cl.<sup>6</sup>  
H 0 5 B 6/68

識別記号  
3 3 0

F I  
H 0 5 B 6/68

3 3 0 A

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 10 頁)

(21)出願番号 特願平9-305431

(22)出願日 平成9年(1997)11月7日

(71)出願人 000005821

松下電器産業株式会社  
大阪府門真市大字門真1006番地

(72)発明者 石尾 嘉朗  
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内

(72)発明者 三原 誠  
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内

(72)発明者 坂本 和穂  
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内

(74)代理人 弁理士 滝本 智之 (外1名)

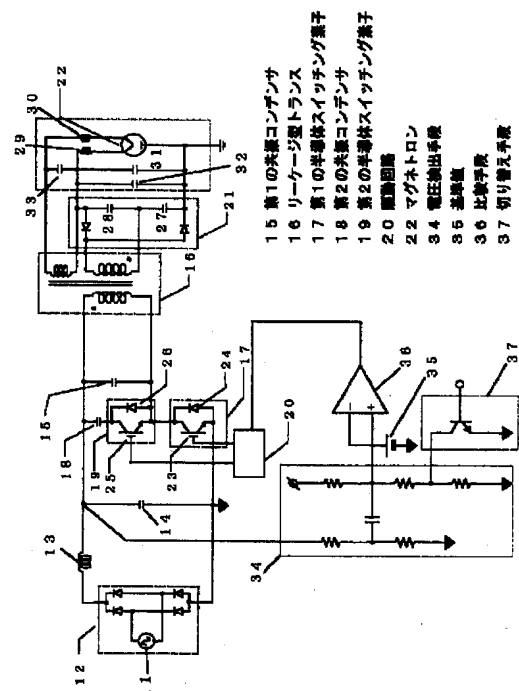
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 高周波加熱装置

(57)【要約】

【課題】 本発明はマグネトロンを用いた高周波加熱装置のマグネトロン駆動用電源に関するものであり、マグネトロンのインピーダンス変化によって、第1の半導体スイッチング素子の電圧電流責務の増大を防止することである。

【解決手段】 本発明の高周波加熱装置のマグネトロン駆動用電源は、駆動回路20に電圧検出手段34を設け、電圧検出手段34は平滑コンデンサ14の電圧と比較する比較手段36と、基準値を起動時と定常時とで切り替える切り替え手段37から構成され、マグネトロンのインピーダンス変化を検出し、高周波加熱装置を停止し、第1の半導体スイッチング素子の電圧電流責務の増大を防止することができる。



(2)

1

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 商用電源を整流して得られる直流電源と、前記直流電源に接続されるコイルと、その出力を平滑する平滑コンデンサと、前記直流電源に接続されるリーケージ型トランスと、前記リーケージ型トランスの1次巻線に直列に接続される第1の半導体スイッチング素子と、前記リーケージ型トランスの1次巻線に直列または並列に接続される第1の共振コンデンサと、前記リーケージ型トランスの1次巻線に直列または並列に接続される第2の共振コンデンサと第2の半導体スイッチング素子の直列接続と、前記リーケージ型トランスの2次巻線に接続される高圧整流回路と、前記高圧整流回路に接続されるマグネトロンと前記第1、第2の半導体スイッチング素子を駆動する駆動回路と、前記平滑コンデンサの電圧変化を検出する電圧検出手段と、前記電圧検出手段は基準値と、平滑コンデンサ電圧の検出レベルを比較する比較手段と、基準値を切り替える切り替え手段とを設け、起動時と定常時とで基準値を切り替え、前記平滑コンデンサの検出レベルが基準値以上または以下になると前記駆動回路を停止する構成とした高周波加熱装置。

【請求項2】 商用電源を整流して得られる直流電源と、前記商用電源の電圧を検出する商用電源電圧検出手段とを備え、前記商用電源電圧検出手段は、ダイオードとツェナーダイオードとの直列回路から成り、前記商用電源電圧検出手段の出力信号は電圧検出手段に入力される構成とした請求項1記載の高周波加熱装置。

【請求項3】 コンデンサ電圧の検出レベルが基準値以上または以下になった回数により、駆動回路に停止信号を出力する停止の判断手段を設ける構成とした請求項1記載の高周波加熱装置。

## 【発明の詳細な説明】

$$WL = (L * I^2) / 2$$

となる。

$$I = V_{dc} * T_{on} / L$$

ただし、 $V_{dc}$ は平滑コンデンサ4の電圧、すなわち、直流電源電圧である。

【0005】共振を開始すると、このエネルギーが共振★

$$WL = (C * V^2) / 2 + W_{mg}$$

ただし、 $C$ は共振コンデンサ5の容量値、 $V$ は共振コンデンサ5の電圧、 $W_{mg}$ はリーケージ型トランス6の2次巻線に接続される高圧整流回路8とマグネトロン9とで消費されるエネルギーである。

【0007】エネルギーが共振コンデンサ5に移ってしまうと、共振コンデンサ5からリーケージ型トランス6に向かってエネルギーが供給されるようになり期間

(ハ)に示すように減衰しながら共振動作が継続する。共振動作を安定に持続させるためには、マグネトロン9で消費されたエネルギー分を補充する必要がある。この☆

$$V_{ce} = V_{dc} - V_p$$

ただし、 $V_p$ は1次巻線電圧

2

## \* 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、電子レンジなどのようにマグネトロンを用いて誘導加熱を行う高周波加熱装置の分野で、特にマグネトロンを駆動する電源装置の回路構成に関するものである。

## 【0002】

【従来の技術】図7は従来の高周波加熱装置のマグネトロンを駆動する電源の構成を示す回路図である。これは商用電源1からの電力供給により、マグネトロン9を駆動する電源の回路を示しており、商用電源1を整流して得られる直流電源2は、コイル3と平滑コンデンサ4とを通して、共振コンデンサ5とリーケージ型トランス6との並列回路に半導体スイッチング素子7を直列接続した回路に電圧を印加している。この半導体スイッチング素子7が高い周波数で動作する。ここでは、半導体スイッチング素子7としてIGBTを用いている。リーケージ型トランス6と共振コンデンサ5とを並列接続したものが共振回路を構成する。

【0003】この回路動作について図8を用いて説明する。まず、半導体スイッチング素子7に駆動信号 $V_g$ が与えられオンした時、電流 $I$ はリーケージ型トランス6の1次巻線を通して半導体スイッチング素子7に流れる。図8(a)の波形図では期間(イ)に相当する。時間 $T_{on}$ 後に半導体スイッチング素子7がオフすると、電流は共振コンデンサ5に向かって流れ始め共振動作を開始する。これが期間(ロ)である。図8(b)は半導体スイッチング素子7の駆動信号波形を示している。この時のリーケージ型トランス6の電流を $I$ 、インダクタンスを $L$ とすると、リーケージ型トランス6の持つエネルギー $WL$ は、

$$(1)$$

※ ※ 【0004】また、電流 $I$ は次式で表される。

$$(2)$$

★コンデンサ5に移るので次式が成り立つ。

## 【0006】

$$(3)$$

☆ため期間(ニ)で半導体スイッチング素子7を再びオンさせて、リーケージ型トランス6の1次巻線にエネルギーの供給を行う。半導体スイッチング素子7のコレクターエミッタ間電圧 $V_{ce}$ がゼロになったタイミングで半導体スイッチング素子7を再びオンさせることにより、スイッチング損失を低減することが共振型回路の特徴である。リーケージ型トランス6の1次巻線電圧波形 $V_p$ は図8(c)に示される共振波形となる。半導体スイッチング素子7の $V_{ce}$ は、

$$(4)$$

50 で表されるので、その波形は図8(d)のように表され

(3)

3

共振の作用により電圧のピーク値が高くなる。期間  
(ロ)～(ハ)の期間 $T_{off}$ は図7に示される回路図  
の、共振コンデンサ5、リーケージ型トランス6及び、  
2次巻線に接続される高圧整流回路8、マグネトロン9  
の回路定数とリーケージ型トランス6に与えられるエネ  
ルギーの大きさによって決定される。 $V_{ce}$ がゼロ以下  
になるためには $V_p \geq V_{dc}$ となる期間(ハ)が必要と  
なる。期間(ニ)で再び半導体スイッチング素子7をオ  
ンさせて、マグネトロン9で消費されたエネルギーを補  
充すれば共振動作を安定に持続させることができる。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、負荷と  
なるマグネトロン9は管内放電などのように、急激なイン  
ピーダンス変化を起こすものである。このように急激  
なインピーダンス変化を起こした際に、前述した共振回  
路の動作に影響を与える。すなわち、リーケージ型トラ  
ンス6の等価回路は図9(a)に示すような構成であ  
り、リーケージ分のインダクタンスと理想トランスで表  
現することができる。一方、マグネトロン9が管内放電  
等のインピーダンス変化を起こした場合、リーケージ型  
トランス6の2次側の負荷が無くなってしまうため、リー  
ケージ型トランス6の等価回路は図9(b)のようにな  
り、リーケージ分のインダクタンスしか持たなくな  
る。このため、(2)式で示される半導体スイッチング  
素子7を流れる電流の傾きが大きくなり、その動作波形  
は図10に示すようになる。このため、半導体スイッ  
チング素子7に過大な電流および電圧が継続的に印加さ  
れることになり、半導体スイッチング素子7の耐電圧が高  
くなり、結果として大型化、高コスト化になってしまう  
という課題があった。

【0009】

【課題を解決するための手段】商用電源を整流して得ら  
れる直流電源と、前記直流電源に接続されるコイルと、  
その出力を平滑する平滑コンデンサと、前記直流電源に  
接続されるリーケージ型トランスと、前記リーケージ型  
トランスの1次巻線に直列に接続される第1の半導体スイ  
ッチング素子と、前記リーケージ型トランスの1次巻  
線に直列または並列に接続される第1の共振コンデンサ  
と、前記1次巻線に直列または並列に接続される第2の  
共振コンデンサと第2の半導体スイッチング素子の直列  
接続と、前記リーケージ型トランスの2次巻線に接続さ  
れる高圧整流回路と、前記高圧整流回路に接続されるマ  
グネトロンと前記第1、第2の半導体スイッチング素子  
を駆動する駆動回路と、前記平滑コンデンサの電圧変化  
を検出する電圧検出手段と、前記電圧検出手段は基準値  
と、平滑コンデンサ電圧の検出レベルを比較する比較手  
段と、基準値を切り替える切り替え手段とを設け、起動  
時と定常時とで基準値を切り替える構成とすることによ  
り、マグネトロンのインピーダンス変化による、半導体  
スイッチング素子への過電流、過電圧が継続的に印加さ

4

れることはなく、速やかに回路動作停止を行うことがで  
きる。

【0010】

【発明の実施の形態】商用電源を整流して得られる直流  
電源と、前記直流電源に接続されるコイルと、その出力  
を平滑する平滑コンデンサと、前記直流電源に接続され  
るリーケージ型トランスと、前記リーケージ型トランス  
の1次巻線に直列に接続される第1の半導体スイッチ  
ング素子と、前記リーケージ型トランスの1次巻線に直列  
または並列に接続される第1の共振コンデンサと、前記  
リーケージ型トランスの1次巻線に直列または並列に接  
続される第2の共振コンデンサと第2の半導体スイッ  
チング素子の直列接続と、前記リーケージ型トランスの2  
次巻線に接続される高圧整流回路と、前記高圧整流回路  
に接続されるマグネトロンと前記第1、第2の半導体ス  
イッチング素子を駆動する駆動回路と、前記平滑コンデ  
ンサの電圧変化を検出する電圧検出手段と、前記電圧検  
出手段は基準値と、平滑コンデンサ電圧の検出レベルを  
比較する比較手段と、基準値を切り替える切り替え手段  
とを設け、起動時と定常時とで基準値を切り替え、前記  
平滑コンデンサの検出レベルが基準値以上または以下に  
なると前記駆動回路を停止する構成とした。これによ  
り、マグネトロンのインピーダンス変化による、半導体  
スイッチング素子への過電流、過電圧が継続的に印加さ  
れることはなく、速やかに回路動作停止を行うことがで  
きる。

【0011】また、商用電源を整流して得られる直流電  
源と、前記商用電源の電圧を検出する商用電源電圧検出  
手段とを備え、前記商用電源電圧検出手段は、ダイオー  
ドとツェナーダイオードとの直列回路から成り、前記商  
用電源電圧検出手段の出力信号は電圧検出手段に入力さ  
れる構成とした。これにより、落雷による過電圧の発生  
時や、スパーク時の速やかな回路動作停止を行うことが  
でき、一部の回路を共用するので少ない回路部品点数で  
構成することができる。

【0012】また、コンデンサ電圧の検出レベルが基準  
値以上または以下になった回数により、駆動回路に停止  
信号を出力する停止の判断手段を設ける構成とした。こ  
れにより、前記駆動回路に停止信号を出力する停止の判  
断手段を設ける構成とすることにより、回路動作に大き  
な影響を与えない程度の瞬時の過電圧や、外来ノイズで  
停止機能が作用しないようにすることが可能である。

【0013】

【実施例】以下本発明の実施例を図面を用いて説明す  
る。

【0014】(実施例1)図1は本発明の実施例1の高  
周波加熱装置に用いるマグネトロンの駆動する電力変換  
器の回路構成を示す回路図である。同図において、11  
は商用電源、12は商用電源11を整流して得られる直  
流電源、13はコイル、14は直流電源12を平滑する

(4)

5

平滑コンデンサ、15は第1の共振コンデンサ、16はリーケージ型トランス、17は第1の半導体スイッチング素子、18は第2の共振コンデンサ、19は第2の半導体スイッチング素子、20は駆動回路、21は全波倍電圧整流回路、22はマグネトロンである。また、本実施例における他の回路構成図を図10に示す。本実施例は第1の半導体スイッチング素子17をIGBT23と、それに並列に接続されるダイオード24から構成している。第2の半導体スイッチング素子19も同様にIGBT25とダイオード26とから構成している。

【0015】駆動回路20は、その内部に第1の半導体スイッチング素子17と第2の半導体スイッチング素子\*

$$V_{ce} = V_{dc} - V_p$$

まず、IGBT23がオンしている時コレクタ電流 $I_c$ がリーケージ型トランス16の1次巻線を通して流れる。1次巻線電圧 $V_p$ は、IGBT23がオンしているので直流電源電圧 $V_{dc}$ になり、これが同図のモード ※

$$V_2 + V_3 > V_{bm}$$

$V_{bm}$  : マグネトロン発振開始電圧

の関係になるとマグネトロン22を発振させることができマグネトロン22にアノード電流が流れ始める。

【0018】第1の半導体スイッチング素子17がオフすると、リーケージ型トランス16の1次巻線に流れていた電流は第1の共振コンデンサ15に向かって流れ始める。このとき、リーケージ型トランス16の2次巻線出力はコンデンサ28の充電を始め、1次巻線電圧 $V_p$ は同図のモード(ロ)に当る。このとき、(5)式を満たすと、再びマグネトロン22は発振を開始し、アノード電流が流れ始める。第1の共振コンデンサ15の電圧が第2の共振コンデンサ18の初期電圧に到達すると、第2の半導体スイッチング素子19を構成するダイオード26がオンし、第2の共振コンデンサ18の充電が開始され、モード(ハ)となる。

【0019】第2の共振コンデンサ18は第1の共振コンデンサ15に比べて、その容量値を大きくしてあるので電圧の傾きが、急激に緩やかになる。リーケージ型トランス16の1次巻線から第2の共振コンデンサ18に向かって流れていた電流が、反対に、第2の共振コンデンサ18から1次巻線に向かって流れるようになると、モード(ニ)に移行する。この時点で、第2の半導体スイッチング素子19を構成するIGBT25をオンさせておく必要がある。任意の時間 $T_1$ でIGBT25を遮断すると、第1の共振コンデンサ15からリーケージ型トランス16の1次巻線に向かって電流が流れ始め、モード(ホ)に移行する。この時の電圧の傾きは急になる。この電圧が $V_{dc}$ になったとき、(4)式より、第1の半導体スイッチング素子17の電圧が零になるの ★

$$Z_L = 2 * \pi * f * L$$

で与えられ、周波数を40kHzとすると約0.5Ωとなる。この値はカソードのインピーダンス $Z_C$ と同程度

6

\*19の駆動信号をつくるための発振部を有し、この発振部で所定周波数とデューティの信号が発生され、第1の半導体スイッチング素子17に駆動信号を与えている。第2の半導体スイッチング素子19には、第1の半導体スイッチング素子17の駆動信号の反転信号に遅延時間を持たせた信号が与えられる。

【0016】この回路の動作についてリーケージ型トランス16の1次巻線電圧 $V_p$ の波形図である図2を参照して説明する。第1の半導体スイッチング素子17の電圧 $V_{ce}$ は、この1次巻線電圧 $V_p$ と、直流電源の電圧 $V_{dc}$ とで前述の式(4)のように表される。

【0017】

(4)

※(イ)に当る。この時、リーケージ型トランス16の2次巻線出力は全波倍電圧整流回路21のコンデンサ27の充電を始める。コンデンサ28の初期電圧が $V_2$ になっているとすると、コンデンサ27の電圧 $V_3$ とが、

(5)

★で、この時点で第1の半導体スイッチング素子17を再び駆動させると、モード(イ)から同様な動作を繰り返すことになり、スイッチング損失を低減させるスイッチング動作が実現できる。前述した第2の共振コンデンサ18の初期電圧 $V_s$ は、モード(ニ)で、第2の半導体スイッチング素子19をオンさせる任意の時間 $T_1$ により決定される。すなわち、第2の半導体スイッチング素子19のオン時間を長くすればするほど、第2の共振コンデンサ18の初期電圧が下がり、結果として第1の半導体スイッチング素子17の電圧を下げる事ができる。このように、従来の回路構成では実現できなかった。第1の半導体スイッチング素子17のオフ時間、言い換えれば、第2の半導体スイッチング素子19のオン時間を任意に設定することができるようになり、さらに、第2の共振コンデンサ18の容量を第1の共振コンデンサ15に比べて十分大きな容量値とすることにより、第1の半導体スイッチング素子17の電圧を低減(クランプ)することができる。

【0020】ここで、マグネトロン22について説明しておく。マグネトロン22はテレビ周波数帯にノイズを発生するので、このノイズを除去するためにフィルタが用いられている。このフィルタの構成は図1に示すように、カソードに直列に挿入されるコイル29、30とアノードとカソード間に接続されるコンデンサ31、32およびカソードに並列に接続されるコンデンサ33からなる。カソードのインピーダンス $Z_C$ は0.3Ω程度であり、コイル29、30のインピーダンス $Z_L$ はカソードの電流の周波数 $f$ とすると、

(6)

の値を持ち、カソード電流を決定する大きな要因となる。マグネトロン22の速やかな起動のためには、大き

(5)

7

なカソード電流を流す必要がある。このためには、周波数を下げてコイル29, 30のインピーダンスを小さくすればよいことがわかる。例えば、周波数を20kHzにすると、(6)式からコイルのインピーダンスは約40kHzのときの1/2となる。これによりカソード電流を増大することができる。本発明では駆動回路20に起動時と定常時とで動作周波数を切り替える構成を持しており、起動時は定常時より低い周波数で動作させることにより、マグネトロン22のフィルタを構成する\*

$$V_{dc} = V_{L1} + V_{ce}$$

の関係があるので、第1の半導体スイッチング素子17の電圧 $V_{ce}$ と2次巻線電圧とは比例関係にあることがわかる。

【0021】従って、2次巻線電圧を適切な値にするためには、 $V_{ce}$ をそれに相当する電圧になるように制御すればよい。

【0022】マグネトロン22の駆動には高電圧が必要であるが、高電圧になる部分に埃、油煙等が付着していくとスパークを起こすことが考えられ、スパークが発生した場合は速やかに回路の動作を停止することが好ましい。このため、本発明の高周波加熱装置に用いるマグネトロン駆動用電力変換装置は、図1に示すように、高調波成分が直流電源11に伝わらないようにするために設けられるコイル13と平滑コンデンサ14とからなるフィルタの平滑コンデンサ14の電圧変化を検出する電圧検出手段34と、基準値35と比較手段36が設けられている。比較手段36は電圧検出手段34の出力と、基準値35とを比較し、電圧検出手段34の出力が大となれば、駆動回路20に停止信号を出力し、回路動作を停止させる。

【0023】リーケージ型トランス16の2次巻線端子間でスパークした場合、リーケージ型トランス16のインダクタンスが減少するため、第1の半導体スイッチング素子17のIGBT23がオンすると過大な電流が流れる。この時の電荷は平滑コンデンサ14から供給されるので、過大な電荷の放電により平滑コンデンサ14の電圧が急激に減少する。IGBT23がオフすると、リーケージ型トランス16の1次巻線に流れていた電流は、第1の共振コンデンサ15、さらに第2の半導体スイッチング素子19のダイオード26を介して平滑コンデンサ14に流れる。リーケージ型トランス16のエネルギーが全て、平滑コンデンサ14に移ると、反対に平滑コンデンサ14から第2の半導体スイッチング素子19のIGBT25を介してリーケージ型トランス16に流れ始める。IGBT25がオフすると、リーケージ型トランス16の電流は平滑コンデンサ14に第1の半導体スイッチング素子17のダイオード24を通して平滑コンデンサ14に流れることにより、平滑コンデンサ14の電圧が急激に上昇する。図2はスパーク時の第1の半導体スイッチング素子17のIGBT23の電流波形

8

\*コイル29, 30のインピーダンスを低減し、カソード電流が増大させるよう作用する。起動時の周波数を低くする事により、十分なカソード電流を流すことができるので、従来例のように起動時にリーケージ型トランス16の2次巻線に大きな電圧を出す必要がない。2次巻線電圧は1次巻線電圧と比例関係にあり、さらに、直流電源電圧 $V_{dc}$ と第1の半導体スイッチング素子17に印加する電圧 $V_{ce}$ と1次巻線電圧 $V_{L1}$ とは、

(7)

$I_c$ とダイオード24の電流波形 $I_d$ 、および平滑コンデンサ14の電圧波形 $V_{c14}$ を示したもので、同図

(a)の正方向が $I_c$ 、負方向が $I_d$ で、点線で示される時点でスパーク(短絡に近い状態)が発生している状態を示している。過大な電流 $I_c$ が流れ、電圧 $V_{c14}$ が急激に減少し、次の周期で過大な電流がダイオード24に流れているので、 $V_{c14}$ が急激に増加している。同図(c)は比較手段36の出力信号で、 $V_{c14}$ の増加が急になったときに出力信号が出ている。この信号により駆動回路20は停止する。

【0024】電圧 $V_{c14}$ が急激に減少したタイミングでも検出は可能である。すなわち、基準値35よりも電圧検出手段34の出力が小さくなると、信号を発するように比較手段36を構成すればよい。

【0025】前述したように、起動時は低い周波数にしてマグネトロンのフィルタを構成するコイルのインピーダンスを低減するようにしている。このため起動時の平滑コンデンサ14の電圧 $V_{c14}$ の変化は定常時よりも大きくなるので、起動時に前記した電圧検出手段34

と、基準値35と、比較手段36とからなる回路が動作し駆動回路20を停止することがある。そこで、起動時は前記基準値35を高い値に設定する。切り替え手段37のトランジスタは起動時にはオフして基準値35を高い電圧に設定し、定常時はオンすることによって、基準値を低い値に設定している。

【0026】(実施例2)図4は本発明の実施例2の高周波加熱装置に用いるマグネトロンの駆動する電力変換器の回路構成を示す回路図である。同図において、商用電源11を整流して得られる直流電源12は、商用電源系統に落雷、あるいはその他の要因により急激に電圧上昇する場合がある。この電圧は通常電圧の数倍から数十倍になるので、このような電圧が発生した場合は回路保護のために、回路動作を停止する必要がある。ここで、前述したスパーク発生時に速やかに回路を停止させるための、高調波成分が直流電源12に伝わらないようにするために設けられるコイル13と平滑コンデンサ14とからなるフィルタの平滑コンデンサ14の電圧変化を検出する電圧検出手段34と、基準値35と比較手段36とを設け、比較手段36は電圧検出手段34の出力と、基準値35とを比較し、電圧検出手段34の出力が大と

(6)

9

なれば、駆動回路20に停止信号を出力し、回路動作を停止させるという構成は急激な電圧上昇による過電圧を検出することができる。そこで、商用電源系統の過電圧発生時も、この構成を用いれば速やかな回路停止が実現できる。しかしながら、通常動作時において平滑コンデンサ14の電圧の検出レベルと商用電源系統の電圧の検出レベルとが互いに干渉しないようにしておかなければならない。このため、商用電源電圧検出手段38を設け、これはダイオード39とツェナーダイオード40との直列回路から構成され、商用電源電圧を抵抗で分圧して得られた電圧を前記直列回路を通して、電圧検出手段34に入力している。商用電源電圧を抵抗で分圧して得られた電圧が、電圧検出手段34に入力される分圧された平滑コンデンサ14の電圧に、ツェナーダイオード40のツェナー電圧を足した以上の値にならないと、電圧検出手段34に信号が入力されない。従って、定常動作時に商用電源電圧検出手段38の出力が電圧検出手段34に作用をおぼすことがない。さらに、ダイオード39をもうけることにより、電圧検出手段34が商用電源電圧検出手段38に作用を及ぼすことがなくなる。このような構成にすることにより、落雷による過電圧の発生時やスパーク時の速やかな回路動作停止を行う事ができ、一部の回路を共用するので少ない回路部品点数で構成することができるという効果がある。

【0027】(実施例3) 図5に示される停止の判断手段41は電圧検出手段34の出力で充電されるコンデンサ42とコンデンサの電圧と基準値43とを比較する比較器44から構成される。図3(d)の波形図における実線はコンデンサ42の電圧波形を示し、点線は基準値43を示す。電圧検出手段34の出力信号である同図(c)のパルス信号によりコンデンサ42が充電するが、2回目のパルス信号で、コンデンサ42の電圧が基準値43を超えている。この時点で比較器44の出力信号が反転し、駆動回路20を停止する。電圧検出手段34の出力信号が何回で停止の判断手段41が停止の信号を出力するかは、コンデンサ42の容量値、あるいは、コンデンサ42を充電するときには流れる電流が通る抵抗45の大きさ、あるいはコンデンサ42を放電する抵抗46の大きさによって決定される。このような停止の判断手段41を設ける目的は、例えば、回路動作に大きな影響を与えない程度の瞬時の過電圧や、外来ノイズで停止機能が作用しないようにすることにある。外来ノイズや瞬時の過電圧などと、落雷あるいはスパークとを区別するために、スパークや落雷などは、ある程度の持続性をもっており、反対に外来ノイズや瞬時の過電圧などは持続性が少なく単的であるという特徴を生かした判断手段である。

【0028】

【発明の効果】 商用電源を整流して得られる直流電源と、前記直流電源に接続されるコイルと、その出力を平

10

滑する平滑コンデンサと、前記直流電源に接続されるリーケージ型トランスと、前記リーケージ型トランスの1次巻線に直列に接続される第1の半導体スイッチング素子と、前記リーケージ型トランスの1次巻線に直列または並列に接続される第1の共振コンデンサと、前記リーケージ型トランスの1次巻線に直列または並列に接続される第2の共振コンデンサと第2の半導体スイッチング素子の直列接続と、前記リーケージ型トランスの2次巻線に接続される高圧整流回路と、前記高圧整流回路に接続されるマグネトロンと前記第1、第2の半導体スイッチング素子を駆動する駆動回路と、前記平滑コンデンサの電圧変化を検出する電圧検出手段と、前記電圧検出手段は基準値と、平滑コンデンサ電圧の検出レベルを比較する比較手段と、基準値を切り替える切り替え手段とを設け、起動時と定常時とで基準値を切り替え、リーケージ型トランスの2次巻線側の高電圧部分でのスパーク発生により、前記平滑コンデンサの電圧変化が大となることを検出でき、これにより駆動回路を停止することにより、スパーク持続を阻止できるという効果を有する。

20 【0029】また、商用電源を整流して得られる直流電源と、前記商用電源の電圧を検出する商用電源電圧検出手段とを備え、前記商用電源電圧検出手段は、ダイオードとツェナーダイオードとの直列回路からなり、前記商用電源電圧の出力信号は電圧検出手段に入力される構成とすることにより、商用電源系統に生じる落雷時の異常電圧上昇を検出することができるという効果を有するとともに、一部の回路を共用できるので回路の簡素化が実現できるという効果を有する。

30 【0030】また、平滑コンデンサ電圧の検出レベルが基準値以上または以下になった回数により駆動回路に停止信号を出力する停止の判断手段を設ける構成とすることにより、外来ノイズや瞬時の過電圧などと、落雷あるいはスパークとを区別することができるという効果を有する。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の実施例1の高周波加熱装置のマグネトロン駆動用電源の回路図

【図2】 同高周波加熱装置の動作波形図

【図3】 電圧検出手段の動作波形図

40 【図4】 本発明の実施例2の高周波加熱装置のマグネトロン駆動用電源の回路図

【図5】 本発明の実施例3の高周波加熱装置のマグネトロン駆動用電源の回路図

【図6】 (a) 本発明の共振コンデンサと半導体スイッチング素子との関係を示す回路図

(b) 同共振コンデンサと半導体スイッチング素子との関係を示す回路図

(c) 同共振コンデンサと半導体スイッチング素子との関係を示す回路図

50 (d) 同共振コンデンサと半導体スイッチング素子との



(7)

11

12

関係を示す回路図

【図7】従来の高周波加熱装置のマグネトロン駆動用電源の回路図

【図8】従来例の動作波形図

【図9】リーケージ型トランスの等価回路を示す回路図

【図10】マグネトロンがインピーダンス変化を起こした場合の動作波形図

【符号の説明】

1 2 直流電源

1 4 平滑コンデンサ

1 5 第1の共振コンデンサ

1 6 リーケージ型トランス

1 7 第1の半導体スイッチング素子

1 8 第2の共振コンデンサ

1 9 第2の半導体スイッチング素子

2 0 駆動回路

2 2 マグネトロン

3 4 電圧検出手段

3 6 比較手段

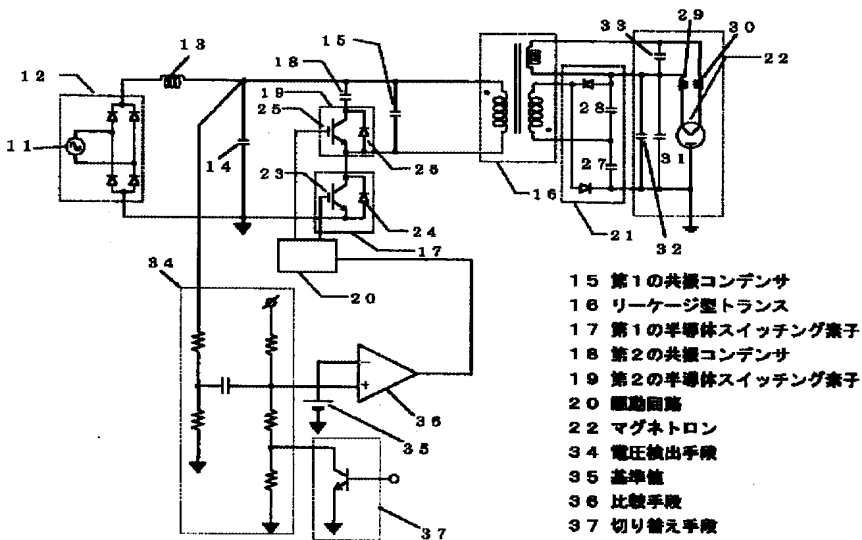
3 7 切り替え手段

3 8 商用電源電圧検出手段

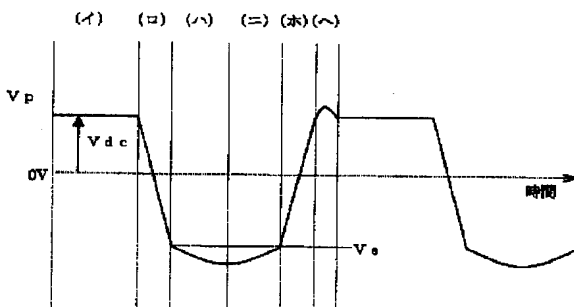
10 4 1 停止の判断手段

4 4 比較器

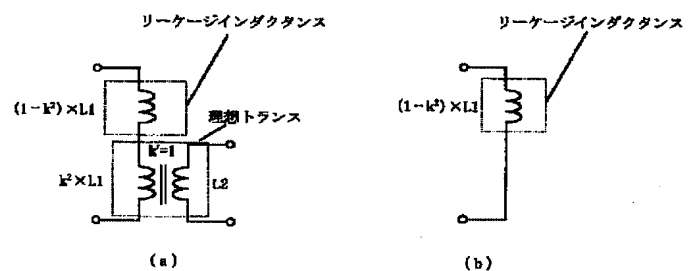
【図1】



【図2】

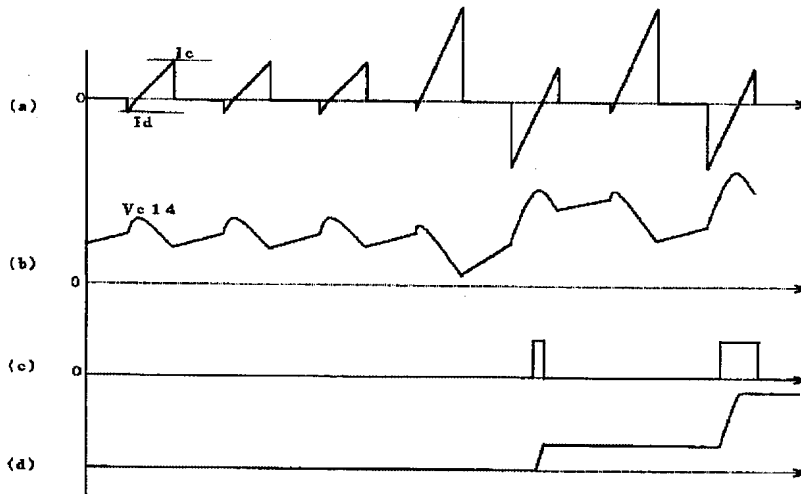


【図9】

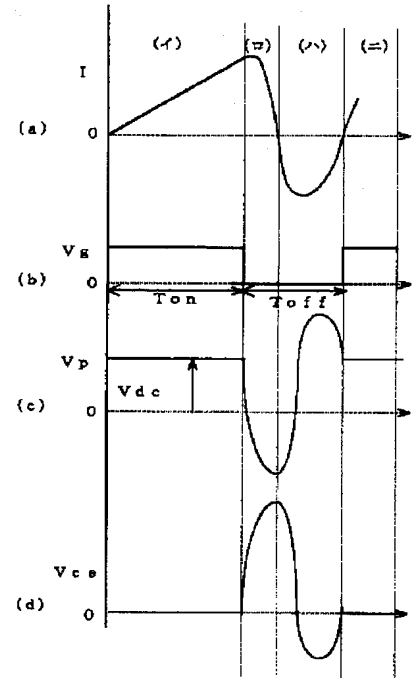


(8)

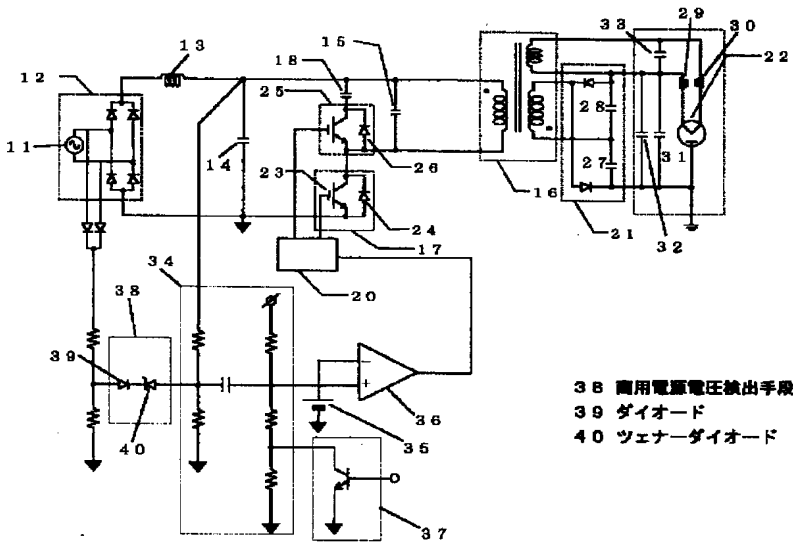
【図3】



【図8】

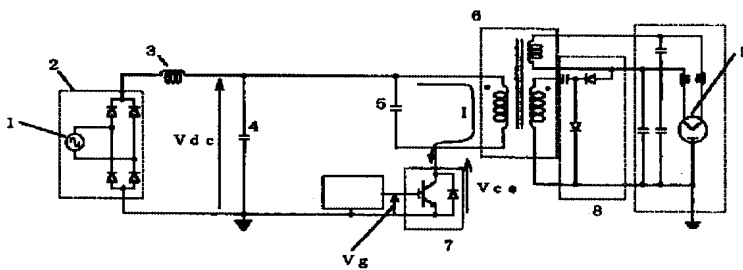


【図4】



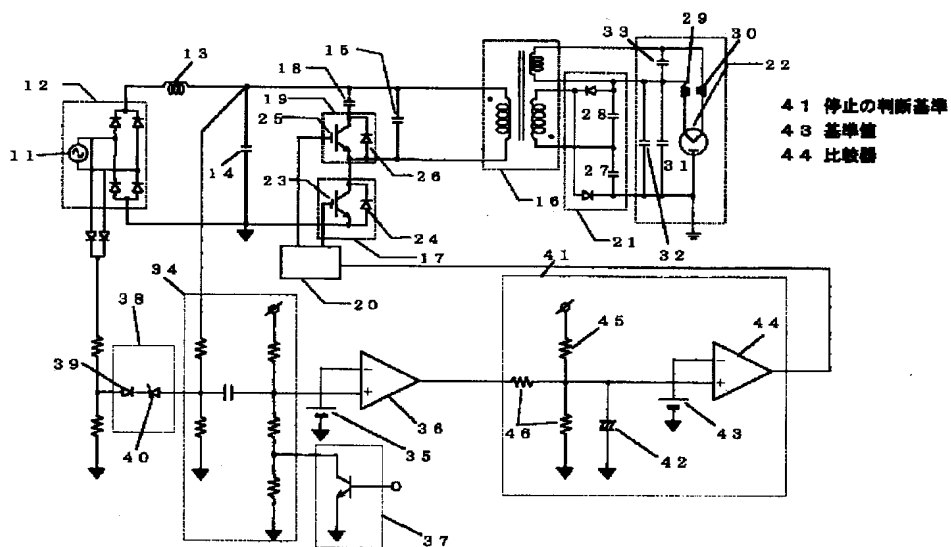
38 商用電源電圧検出手段  
 39 ダイオード  
 40 ツェナーダイオード

【図7】

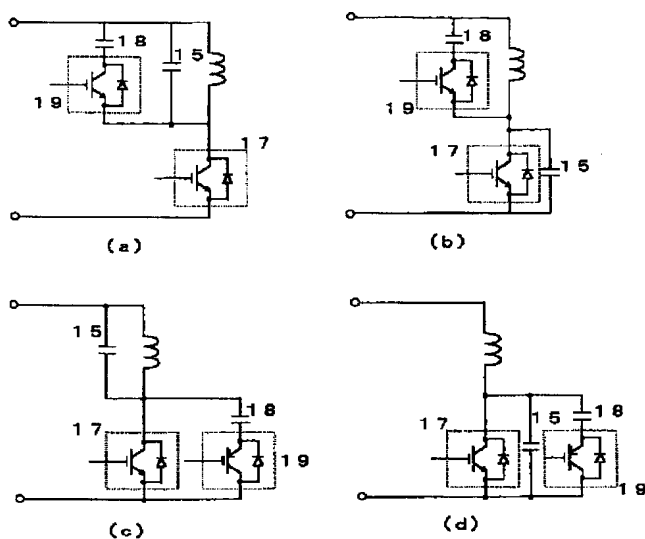


(9)

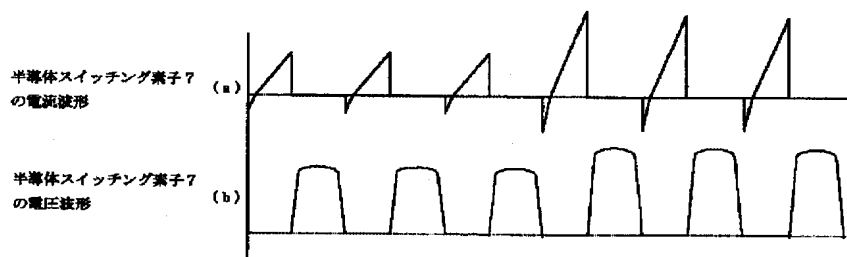
【図5】



【図6】



【図10】



(10)

フロントページの続き

(72)発明者 末永 治雄  
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内

(72)発明者 別荘 大介  
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内

(72)発明者 安井 健治  
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器  
産業株式会社内

【公報種別】特許法第17条の2の規定による補正の掲載  
【部門区分】第7部門第1区分  
【発行日】平成13年7月19日(2001. 7. 19)

【公開番号】特開平11-144860  
【公開日】平成11年5月28日(1999. 5. 28)  
【年通号数】公開特許公報11-1449  
【出願番号】特願平9-305431  
【国際特許分類第7版】  
H05B 6/68 330  
【FI】  
H05B 6/68 330 A

【手続補正書】  
【提出日】平成12年7月13日(2000. 7. 13)  
【手続補正1】  
【補正対象書類名】明細書  
【補正対象項目名】全文  
【補正方法】変更  
【補正内容】  
【書類名】 明細書  
【発明の名称】 高周波加熱装置  
【特許請求の範囲】

【請求項1】 商用電源を整流して得られる直流電源と、前記直流電源に接続されるコイルと、その出力を平滑する平滑コンデンサと、前記直流電源に接続されるリーケージ型トランスと、前記リーケージ型トランスの1次巻線に直列に接続される第1の半導体スイッチング素子と、前記リーケージ型トランスの1次巻線に直列または並列に接続される第1の共振コンデンサと、前記リーケージ型トランスの1次巻線に直列または並列に接続される第2の共振コンデンサと第2の半導体スイッチング素子の直列接続体と、前記リーケージ型トランスの2次巻線に接続される高圧整流回路と、前記高圧整流回路に接続されるマグネトロンと前記第1、第2の半導体スイッチング素子を駆動する駆動回路と、前記平滑コンデンサの電圧変化を検出する電圧検出手段と、前記電圧検出手段は基準値と平滑コンデンサ電圧の検出レベルを比較する比較手段と、基準値を切り替える切り替え手段とを有し、起動時と定常時とで基準値を切り替え、前記平滑コンデンサの検出レベルが基準値以上または以下になると前記駆動回路を停止する構成とした高周波加熱装置。

【請求項2】 商用電源を整流して得られる直流電源と、前記商用電源の電圧を検出する商用電源電圧検出手段とを備え、前記商用電源電圧検出手段は、ダイオードとツェナーダイオードとの直列回路から成り、前記商用電源電圧検出手段の出力信号は電圧検出手段に入力される構成とした請求項1記載の高周波加熱装置。

$$WL = (L * I2) / 2$$

【請求項3】 コンデンサ電圧の検出レベルが基準値以上または以下になった回数により、駆動回路に停止信号を出力する停止判断手段を設ける構成とした請求項1記載の高周波加熱装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、電子レンジなどのようにマグネトロンを用いて誘導加熱を行う高周波加熱装置の分野で、特にマグネトロンの駆動する電源装置の回路構成に関するものである。

【0002】

【従来の技術】図7は従来の高周波加熱装置のマグネトロンを駆動する電源の構成を示す回路図である。これは商用電源1からの電力供給により、マグネトロン9を駆動する電源の回路を示しており、商用電源1を整流して得られる直流電源2は、コイル3と平滑コンデンサ4とを通して、共振コンデンサ5とリーケージ型トランス6との並列回路に半導体スイッチング素子7を直列接続した回路に電圧を印加している。この半導体スイッチング素子7が高い周波数で動作する。ここでは、半導体スイッチング素子7としてIGBTを用いている。リーケージ型トランス6と共振コンデンサ5とを並列接続したものが共振回路を構成する。

【0003】この回路動作について図8を用いて説明する。まず、半導体スイッチング素子7に駆動信号V<sub>g</sub>が与えられオンした時、電流Iはリーケージ型トランス6の1次巻線を通して半導体スイッチング素子7に流れる。図8(a)の波形図では期間(イ)に相当する。時間T<sub>on</sub>後に半導体スイッチング素子7がオフすると、電流は共振コンデンサ5に向かって流れ始め共振動作を開始する。これが期間(ロ)である。図8(b)は半導体スイッチング素子7の駆動信号波形を示している。この時のリーケージ型トランス6の電流をI、インダクタンスをLとすると、リーケージ型トランス6の持つエネルギーWLは、

(1)

(2)

3

となる。

$$I = V_{dc} * T_{on} / L$$

ただし、 $V_{dc}$ は平滑コンデンサ4の電圧、すなわち、直流電源電圧である。

【0005】共振を開始すると、このエネルギーが共振※

$$W_L = (C * V^2) / 2 + W_{mg}$$

ただし、 $C$ は共振コンデンサ5の容量値、 $V$ は共振コンデンサ5の電圧、 $W_{mg}$ はリーケージ型トランス6の2次巻線に接続される高圧整流回路8とマグネトロン9とで消費されるエネルギーである。

【0007】エネルギーが共振コンデンサ5に移ってしまうと、共振コンデンサ5からリーケージ型トランス6に向かってエネルギーが供給されるようになり期間

(ハ)に示すように減衰しながら共振動作が継続する。共振動作を安定に持続させるためには、マグネトロン9で消費されたエネルギー分を補充する必要がある。この★

$$V_{ce} = V_{dc} - V_p$$

ただし、 $V_p$ は1次巻線電圧

で表されるので、その波形は図8(d)のように表され共振の作用により電圧のピーク値が高くなる。期間

(ロ)～(ハ)の期間 $T_{off}$ は図7に示される回路図の、共振コンデンサ5、リーケージ型トランス6及び、2次巻線に接続される高圧整流回路8、マグネトロン9の回路定数とリーケージ型トランス6に与えられるエネルギーの大きさによって決定される。 $V_{ce}$ がゼロ以下になるためには $V_p \geq V_{dc}$ となる期間(ハ)が必要となる。期間(ニ)で再び半導体スイッチング素子7をオンさせて、マグネトロン9で消費されたエネルギーを補充すれば共振動作を安定に持続させることができる。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、負荷となるマグネトロン9は管内放電などのように、急激なインピーダンス変化を起こすものである。このように急激なインピーダンス変化を起こした際に、前述した共振回路の動作に影響を与える。すなわち、リーケージ型トランス6の等価回路は図9(a)に示すような構成であり、リーケージ分のインダクタンスと理想トランスで表現することができる。一方、マグネトロン9が管内放電等のインピーダンス変化を起こした場合、リーケージ型トランス6の2次側の負荷が無くなってしまうため、リーケージ型トランス6の等価回路は図9(b)のようになり、リーケージ分のインダクタンスしか持たなくなる。このため、(2)式で示される半導体スイッチング素子7を流れる電流の傾きが大きくなり、その動作波形は図10に示すようになる。このため、半導体スイッチング素子7に過大な電流および電圧が継続的に印加されることになり、半導体スイッチング素子7の耐電圧が高くなり、結果として大型化、高コスト化になってしまうという課題があった。

【0009】

4

\* \* 【0004】また、電流 $I$ は次式で表される。

(2)

※コンデンサ5に移るので次式が成り立つ。

【0006】

(3)

★ため期間(ニ)で半導体スイッチング素子7を再びオンさせて、リーケージ型トランス6の1次巻線にエネルギーの供給を行う。半導体スイッチング素子7のコレクターエミッタ間電圧 $V_{ce}$ がゼロになったタイミングで半導体スイッチング素子7を再びオンさせることにより、スイッチング損失を低減することが共振型回路の特徴である。リーケージ型トランス6の1次巻線電圧波形 $V_p$ は図8(c)に示される共振波形となる。半導体スイッチング素子7の $V_{ce}$ は、

(4)

【課題を解決するための手段】商用電源を整流して得られる直流電源と、前記直流電源に接続されるコイルと、その出力を平滑する平滑コンデンサと、前記直流電源に接続されるリーケージ型トランスと、前記リーケージ型トランスの1次巻線に直列に接続される第1の半導体スイッチング素子と、前記リーケージ型トランスの1次巻線に直列または並列に接続される第1の共振コンデンサと、前記1次巻線に直列または並列に接続される第2の共振コンデンサと第2の半導体スイッチング素子の直列接続体と、前記リーケージ型トランスの2次巻線に接続される高圧整流回路と、前記高圧整流回路に接続されるマグネトロンと前記第1、第2の半導体スイッチング素子を駆動する駆動回路と、前記平滑コンデンサの電圧変化を検出する電圧検出手段と、前記電圧検出手段は基準値と平滑コンデンサ電圧の検出レベルを比較する比較手段と、基準値を切り替える切り替え手段とを有し、起動時と定常時とで基準値を切り替える構成とすることにより、マグネトロンのインピーダンス変化による、半導体スイッチング素子への過電流、過電圧が継続的に印加されることはなく、速やかに回路動作停止を行うことができる。

【0010】

【発明の実施の形態】商用電源を整流して得られる直流電源と、前記直流電源に接続されるコイルと、その出力を平滑する平滑コンデンサと、前記直流電源に接続されるリーケージ型トランスと、前記リーケージ型トランスの1次巻線に直列に接続される第1の半導体スイッチング素子と、前記リーケージ型トランスの1次巻線に直列または並列に接続される第1の共振コンデンサと、前記リーケージ型トランスの1次巻線に直列または並列に接続される第2の共振コンデンサと第2の半導体スイッチング素子の直列接続体と、前記リーケージ型トランスの2次巻線に接続される高圧整流回路と、前記高圧整流回

(3)

5

路に接続されるマグネトロンと前記第1、第2の半導体スイッチング素子を駆動する駆動回路と、前記平滑コンデンサの電圧変化を検出する電圧検出手段と、前記電圧検出手段は基準値と平滑コンデンサ電圧の検出レベルを比較する比較手段と、基準値を切り替える切り替え手段とを有し、起動時と定常時とで基準値を切り替え、前記平滑コンデンサの検出レベルが基準値以上または以下になると前記駆動回路を停止する構成とした。これにより、マグネトロンのインピーダンス変化による、半導体スイッチング素子への過電流、過電圧が継続的に印加されることはなく、速やかに回路動作停止を行うことができる。

【0011】また、商用電源を整流して得られる直流電源と、前記商用電源の電圧を検出する商用電源電圧検出手段とを備え、前記商用電源電圧検出手段は、ダイオードとツェナーダイオードとの直列回路から成り、前記商用電源電圧検出手段の出力信号は電圧検出手段に入力される構成とした。これにより、落雷による過電圧の発生時や、スパーク時の速やかな回路動作停止を行うことができ、一部の回路を共用するので少ない回路部品点数で構成することができる。

【0012】また、コンデンサ電圧の検出レベルが基準値以上または以下になった回数により、駆動回路に停止信号を出力する停止の判断手段を設ける構成とした。これにより、前記駆動回路に停止信号を出力する停止の判断手段を設ける構成とすることにより、回路動作に大きな影響を与えない程度の瞬時の過電圧や、外来ノイズで停止機能が作用しないようにすることが可能である。

【0013】

【実施例】以下本発明の実施例を図面を用いて説明す \* 30

$$V_{ce} = V_{dc} - V_p$$

まず、IGBT23がオンしている時コレクタ電流 $I_c$ がリーケージ型トランス16の1次巻線を通して流れる。1次巻線電圧 $V_p$ は、IGBT23がオンしているので直流電源電圧 $V_{dc}$ になり、これが同図のモード ※

$$V_2 + V_3 > V_{bm}$$

$V_{bm}$ ：マグネトロン発振開始電圧

の関係になるとマグネトロン22を発振させることができマグネトロン22にアノード電流が流れ始める。

【0018】第1の半導体スイッチング素子17がオフすると、リーケージ型トランス16の1次巻線に流れていた電流は第1の共振コンデンサ15に向かって流れ始める。このとき、リーケージ型トランス16の2次巻線出力はコンデンサ28の充電を始め、1次巻線電圧 $V_p$ は同図のモード(ロ)に当たる。このとき、(5)式を満たすと、再びマグネトロン22は発振を開始し、アノード電流が流れ始める。第1の共振コンデンサ15の電圧が第2の共振コンデンサ18の初期電圧に到達すると、第2の半導体スイッチング素子19を構成するダイオード26がオンし、第2の共振コンデンサ18の充電が開

6

＊る。

【0014】(実施例1) 図1は本発明の実施例1の高周波加熱装置に用いるマグネトロンの駆動する電力変換器の回路構成を示す回路図である。同図において、11は商用電源、12は商用電源11を整流して得られる直流電源、13はコイル、14は直流電源12を平滑する平滑コンデンサ、15は第1の共振コンデンサ、16はリーケージ型トランス、17は第1の半導体スイッチング素子、18は第2の共振コンデンサ、19は第2の半導体スイッチング素子、20は駆動回路、21は全波倍電圧整流回路、22はマグネトロンである。本実施例は第1の半導体スイッチング素子17をIGBT23と、それに並列に接続されるダイオード24から構成している。第2の半導体スイッチング素子19も同様にIGBT25とダイオード26とから構成している。

【0015】駆動回路20は、その内部に第1の半導体スイッチング素子17と第2の半導体スイッチング素子19の駆動信号をつくるための発振部を有し、この発振部で所定周波数とデューティの信号が発生され、第1の半導体スイッチング素子17に駆動信号を与えている。第2の半導体スイッチング素子19には、第1の半導体スイッチング素子17の駆動信号の反転信号に遅延時間を持たせた信号が与えられる。

【0016】この回路の動作についてリーケージ型トランス16の1次巻線電圧 $V_p$ の波形図である図2を参照して説明する。第1の半導体スイッチング素子17の電圧 $V_{ce}$ は、この1次巻線電圧 $V_p$ と、直流電源の電圧 $V_{dc}$ とで前述の式(4)のように表される。

【0017】

$$(4)$$

※(イ)に当たる。この時、リーケージ型トランス16の2次巻線出力は全波倍電圧整流回路21のコンデンサ27の充電を始める。コンデンサ28の初期電圧が $V_2$ になっているとすると、コンデンサ27の電圧 $V_3$ とが、

$$(5)$$

始され、モード(ハ)となる。

【0019】第2の共振コンデンサ18は第1の共振コンデンサ15に比べて、その容量値を大きくしてあるので電圧の傾きが、急激に緩やかになる。リーケージ型トランス16の1次巻線から第2の共振コンデンサ18に向かって流れていた電流が、反対に、第2の共振コンデンサ18から1次巻線に向かって流れるようになると、モード(ニ)に移行する。この時点で、第2の半導体スイッチング素子19を構成するIGBT25をオンさせておく必要がある。任意の時間 $T_1$ でIGBT25を遮断すると、第1の共振コンデンサ15からリーケージ型トランス16の1次巻線に向かって電流が流れ始め、モード(ホ)に移行する。この時の電圧の傾きは急になる。この電圧が $V_{dc}$ になったとき、(4)式より、第

(4)

7

1の半導体スイッチング素子17の電圧が零になるので、この時点で第1の半導体スイッチング素子17を再び駆動させると、モード(イ)から同様な動作を繰り返すことになり、スイッチング損失を低減させるスイッチング動作が実現できる。前述した第2の共振コンデンサ18の初期電圧 $V_s$ は、モード(ニ)で、第2の半導体スイッチング素子19をオンさせる任意の時間 $T_1$ により決定される。すなわち、第2の半導体スイッチング素子19のオン時間を長くすればするほど、第2の共振コンデンサ18の初期電圧が下がり、結果として第1の半導体スイッチング素子17の電圧を下げる事ができる。このように、従来の回路構成では実現できなかった。第1の半導体スイッチング素子17のオフ時間、言い換えれば、第2の半導体スイッチング素子19のオン時間を任意に設定することができるようになり、さらに、第2\*

$$Z_L = 2 * \pi * f * L$$

で与えられ、周波数を40kHzとすると約0.5Ωとなる。この値はカソードのインピーダンス $Z_C$ と同程度の値を持ち、カソード電流を決定する大きな要因となる。マグネトロン22の速やかな起動のためには、大きなカソード電流を流す必要がある。このためには、周波数を下げてコイル29、30のインピーダンスを小さくすればよいことがわかる。例えば、周波数を20kHzにすると、(6)式からコイルのインピーダンスは約40kHzのときの1/2となる。これによりカソード電流を増大することができる。本発明では駆動回路20に起動時と定常時とで動作周波数を切り替える構成を持たしており、起動時は定常時より低い周波数で動作させることにより、マグネトロン22のフィルターを構成するコイル29、30のインピーダンスを低減し、カソード電流が増大させるよう作用する。起動時の周波数を低くする事により、十分なカソード電流を流すことができるので、従来例のように起動時にリーケージ型トランス16の2次巻線に大きな電圧を出す必要がない。2次巻線電圧は1次巻線電圧と比例関係にあり、さらに、直流電源電圧 $V_{dc}$ と第1の半導体スイッチング素子17に印加する電圧 $V_{ce}$ と1次巻線電圧 $V_p$ とは、(4)式の関係があるので、第1の半導体スイッチング素子17の電圧 $V_{ce}$ と2次巻線電圧とは比例関係にあることがわかる。

【0021】従って、2次巻線電圧を適切な値にするためには、 $V_{ce}$ をそれに相当する電圧になるように制御すればよい。

【0022】マグネトロン22の駆動には高電圧が必要であるが、高電圧になる部分に埃、油煙等が付着していくとスパークを起こすことが考えられ、スパークが発生した場合は速やかに回路の動作を停止することが好ましい。このため、本発明の高周波加熱装置に用いるマグネトロン駆動用電力変換装置は、図1に示すように、高調波成分が直流電源11に伝わらないようにするために設

8

\*の共振コンデンサ18の容量を第1の共振コンデンサ15に比べて十分大きな容量値とすることにより、第1の半導体スイッチング素子17の電圧を低減(クランプ)することができる。

【0020】ここで、マグネトロン22について説明しておく。マグネトロン22はテレビ周波数帯にノイズを発生するので、このノイズを除去するためにフィルタが用いられている。このフィルタの構成は図1に示すように、カソードに直列に挿入されるコイル29、30とアノードとカソード間に接続されるコンデンサ31、32およびカソードに並列に接続されるコンデンサ33からなる。カソードのインピーダンス $Z_C$ は0.3Ω程度であり、コイル29、30のインピーダンス $Z_L$ はカソードの電流の周波数 $f$ とすると、

(6)

けられるコイル13と平滑コンデンサ14とからなるフィルタの平滑コンデンサ14の電圧変化を検出する電圧検出手段34と、基準値35と比較手段36が設けられている。比較手段36は電圧検出手段34の出力と、基準値35とを比較し、電圧検出手段34の出力が大となれば、駆動回路20に停止信号を出力し、回路動作を停止させる。

【0023】リーケージ型トランス16の2次巻線端子間でスパークした場合、リーケージ型トランス16のインダクタンスが減少するため、第1の半導体スイッチング素子17のIGBT23がオンすると過大な電流が流れる。この時の電荷は平滑コンデンサ14から供給されるので、過大な電荷の放電により平滑コンデンサ14の電圧が急激に減少する。IGBT23がオフすると、リーケージ型トランス16の1次巻線に流れていた電流は、第1の共振コンデンサ15、さらに第2の半導体スイッチング素子19のダイオード26を介して平滑コンデンサ14に流れる。リーケージ型トランス16のエネルギーが全て、平滑コンデンサ14に移ると、反対に平滑コンデンサ14から第2の半導体スイッチング素子19のIGBT25を介してリーケージ型トランス16に流れ始める。IGBT25がオフすると、リーケージ型トランス16の電流は平滑コンデンサ14に第1の半導体スイッチング素子17のダイオード24を通して平滑コンデンサ14に流れることにより、平滑コンデンサ14の電圧が急激に上昇する。図3はスパーク時の第1の半導体スイッチング素子17のIGBT23の電流波形 $I_c$ とダイオード24の電流波形 $I_d$ 、および平滑コンデンサ14の電圧波形 $V_{c14}$ を示したもので、同図(a)の正方向が $I_c$ 、負方向が $I_d$ で、点線で示される時点でスパーク(短絡に近い状態)が発生している状態を示している。過大な電流 $I_c$ が流れ、電圧 $V_{c14}$ が急激に減少し、次の周期で過大な電流がダイオード24に流れているので、 $V_{c14}$ が急激に増加している。



(5)

9

同図(c)は比較手段36の出力信号で、Vc14の増加が急になったときに出力信号が出ている。この信号により駆動回路20は停止する。

【0024】電圧Vc14が急激に減少したタイミングでも検出は可能である。すなわち、基準値35よりも電圧検出手段34の出力が小さくなると、信号を発するように比較手段36を構成すればよい。

【0025】前述したように、起動時は低い周波数にしてマグネトロンのフィルタを構成するコイルのインピーダンスを低減するようにしている。このため起動時の平滑コンデンサ14の電圧Vc14の変化は定常時よりも大きくなるので、起動時に前記した電圧検出手段34と、基準値35と、比較手段36とからなる回路が動作し駆動回路20を停止することがある。そこで、起動時は前記基準値35を高い値に設定する。切り替え手段37のトランジスタは起動時にはオフして基準値35を高い電圧に設定し、定常時はオンすることによって、基準値を低い値に設定している。

【0026】(実施例2)図4は本発明の実施例2の高周波加熱装置に用いるマグネトロンを駆動する電力変換器の回路構成を示す回路図である。同図において、商用電源11を整流して得られる直流電源12は、商用電源系統に落雷、あるいはその他の要因により急激に電圧上昇する場合がある。この電圧は通常電圧の数倍から数十倍になるので、このような電圧が発生した場合は回路保護のために、回路動作を停止する必要がある。ここで、前述したスパーク発生時に速やかに回路を停止させるための、高調波成分が直流電源12に伝わらないようにするために設けられるコイル13と平滑コンデンサ14とからなるフィルタの平滑コンデンサ14の電圧変化を検出する電圧検出手段34と、基準値35と比較手段36とを設け、比較手段36は電圧検出手段34の出力と、基準値35とを比較し、電圧検出手段34の出力が大となれば、駆動回路20に停止信号を出力し、回路動作を停止させるという構成は急激な電圧上昇による過電圧を検出することができる。そこで、商用電源系統の過電圧発生時も、この構成を用いれば速やかな回路停止が実現できる。しかしながら、通常動作時において平滑コンデンサ14の電圧の検出レベルと商用電源系統の電圧の検出レベルとが互いに干渉しないようにしておかなければならない。このため、商用電源電圧検出手段38を設け、これはダイオード39とツェナーダイオード40との直列回路から構成され、商用電源電圧を抵抗で分圧して得られた電圧を前記直列回路を通して、電圧検出手段34に入力している。商用電源電圧を抵抗で分圧して得られた電圧が、電圧検出手段34に入力される分圧された平滑コンデンサ14の電圧に、ツェナーダイオード40のツェナー電圧を足した以上の値にならないと、電圧検出手段34に信号が入力されない。従って、定常動作時に商用電源電圧検出手段38の出力が電圧検出手段

10

34に作用をおぼよすことがない。さらに、ダイオード39をもうけることにより、電圧検出手段34が商用電源電圧検出手段38に作用を及ぼすことがなくなる。このような構成にすることにより、落雷による過電圧の発生時やスパーク時の速やかな回路動作停止を行う事ができ、一部の回路を共用するので少ない回路部品点数で構成することができるという効果がある。

【0027】(実施例3)図5に示される停止の判断手段41は電圧検出手段34の出力で充電されるコンデンサ42とコンデンサの電圧と基準値43とを比較する比較器44から構成される。図3(d)の波形図における実線はコンデンサ42の電圧波形を示し、点線は基準値43を示す。電圧検出手段34の出力信号である同図(c)のパルス信号によりコンデンサ42が充電するが、2回目のパルス信号で、コンデンサ42の電圧が基準値43を超えている。この時点で比較器44の出力信号が反転し、駆動回路20を停止する。電圧検出手段34の出力信号が何回で停止の判断手段41が停止の信号を出力するかは、コンデンサ42の容量値、あるいは、コンデンサ42を充電するときに流れる電流が通る抵抗45の大きさ、あるいはコンデンサ42を放電する抵抗46の大きさによって決定される。このような停止の判断手段41を設ける目的は、例えば、回路動作に大きな影響を与えない程度の瞬時の過電圧や、外来ノイズで停止機能が作用しないようにすることにある。外来ノイズや瞬時の過電圧などと、落雷あるいはスパークとを区別するために、スパークや落雷などは、ある程度の持続性をもっており、反対に外来ノイズや瞬時の過電圧などは持続性が少なく単的であるという特徴を生かした判断手段である。

【0028】

【発明の効果】商用電源を整流して得られる直流電源と、前記直流電源に接続されるコイルと、その出力を平滑する平滑コンデンサと、前記直流電源に接続されるリーケージ型トランスと、前記リーケージ型トランスの1次巻線に直列に接続される第1の半導体スイッチング素子と、前記リーケージ型トランスの1次巻線に直列または並列に接続される第1の共振コンデンサと、前記リーケージ型トランスの1次巻線に直列または並列に接続される第2の共振コンデンサと第2の半導体スイッチング素子の直列接続体と、前記リーケージ型トランスの2次巻線に接続される高圧整流回路と、前記高圧整流回路に接続されるマグネトロンの前記第1、第2の半導体スイッチング素子を駆動する駆動回路と、前記平滑コンデンサの電圧変化を検出する電圧検出手段と、前記電圧検出手段は基準値と平滑コンデンサ電圧の検出レベルを比較する比較手段と、基準値を切り替える切り替え手段とを有し、起動時と定常時とで基準値を切り替え、リーケージ型トランスの2次巻線側の高電圧部分でのスパーク発生により、前記平滑コンデンサの電圧変化が大となるこ

(6)

11

とを検出でき、これにより駆動回路を停止することにより、スパーク持続を阻止できるという効果を有する。

【0029】また、商用電源を整流して得られる直流電源と、前記商用電源の電圧を検出する商用電源電圧検出手段とを備え、前記商用電源電圧検出手段は、ダイオードとツェナーダイオードとの直列回路からなり、前記商用電源電圧の出力信号は電圧検出手段に入力される構成とすることにより、商用電源系統に生じる落雷時の異常電圧上昇を検出することができるという効果を有するとともに、一部の回路を共用できるので回路の簡素化が実現できるという効果を有する。

【0030】また、平滑コンデンサ電圧の検出レベルが基準値以上または以下になった回数により駆動回路に停止信号を出力する停止判断手段を設ける構成とすることにより、外来ノイズや瞬時の過電圧などと、落雷あるいはスパークとを区別することができるという効果を有する。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施例1の高周波加熱装置のマグネトロン駆動用電源の回路図

【図2】同高周波加熱装置の動作波形図

【図3】電圧検出手段の動作波形図

【図4】本発明の実施例2の高周波加熱装置のマグネトロン駆動用電源の回路図

【図5】本発明の実施例3の高周波加熱装置のマグネトロン駆動用電源の回路図

【図6】(a) 本発明の共振コンデンサと半導体スイッチング素子との関係を示す回路図

12

(b) 同共振コンデンサと半導体スイッチング素子との関係を示す回路図

(c) 同共振コンデンサと半導体スイッチング素子との関係を示す回路図

(d) 同共振コンデンサと半導体スイッチング素子との関係を示す回路図

【図7】従来の高周波加熱装置のマグネトロン駆動用電源の回路図

【図8】従来例の動作波形図

10 【図9】リーケージ型トランスの等価回路を示す回路図

【図10】マグネトロンがインピーダンス変化を起こした場合の動作波形図

【符号の説明】

- 1 2 直流電源
- 1 4 平滑コンデンサ
- 1 5 第1の共振コンデンサ
- 1 6 リーケージ型トランス
- 1 7 第1の半導体スイッチング素子
- 1 8 第2の共振コンデンサ
- 20 1 9 第2の半導体スイッチング素子
- 2 0 駆動回路
- 2 2 マグネトロン
- 3 4 電圧検出手段
- 3 6 比較手段
- 3 7 切り替え手段
- 3 8 商用電源電圧検出手段
- 4 1 停止の判断手段
- 4 4 比較器